

This Page Is Inserted by IFW Operations  
and is not a part of the Official Record

## **BEST AVAILABLE IMAGES**

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images may include (but are not limited to):

- BLACK BORDERS
- TEXT CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- FADED TEXT
- ILLEGIBLE TEXT
- SKEWED/SLANTED IMAGES
- COLORED PHOTOS
- BLACK OR VERY BLACK AND WHITE DARK PHOTOS
- GRAY SCALE DOCUMENTS

**IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.**

As rescanning documents *will not* correct images,  
please do not report the images to the  
**Image Problem Mailbox.**

## Post detection selection combining diversity receivers for mobile and indoor radio channels

Patent Number:  US5351274

Publication date: 1994-09-27

Inventor(s): CHENNAKESHU SANDEEP (US); TOY RAYMOND L (US); SAULNIER GARY J (US); HLADIK STEPHEN M (US); KOILPLLAI RAVINDER D (US)

Applicant(s): GEN ELECTRIC (US)

Requested Patent:  DE4429525

Application Number: US19930109556 19930820

Priority Number (s): US19930109556 19930820

IPC Classification: H04L1/06; H04B7/04

EC Classification: H04B7/08B4B, H04L1/06, H04L1/20

Equivalents:  GB2282302,  JP7202854

---

### Abstract

---

A method of estimating the quality of a communication channel from a differential phase angle between a received signal and the corresponding transmitted phase angle employs determining a signal to impairment ratio (SIR) as an indicator of channel state information (CSI). A maximum likelihood estimation procedure is employed to calculate this CSI metric as a function of the differential phase angle between the received signal and transmitted signal. An alternate embodiment employs an estimation that incorporates average SIR information for a Rayleigh fading channel. Since CSI is derived from the phase angle of the received signal, and does not require signal amplitude information, it is attractive for use with differential detectors, phase-locked loops (PLLs) and hard-limited signals. The CSI provided can be used for implementing post detection selection diversity, by selecting the signal from a plurality of antennae which has the best SIR.

---

Data supplied from the esp@cenet database - I2



(19) BUNDESREPUBLIK  
DEUTSCHLAND



DEUTSCHES

PATENTAMT

(12) Offenlegungsschrift  
(10) DE 44 29 525 A 1

(51) Int. Cl. 6:  
**H 04 L 25/00**  
// H03L 7/06

DE 44 29 525 A 1

(21) Akt. nzeichen: P 44 29 525.1  
(22) Anmeldetag: 19. 8. 94  
(43) Offenlegungstag: 23. 3. 95

(30) Unionspriorität: (32) (33) (31)

20.08.93 US 109556

(71) Anmelder:

Ericsson GE Mobile Communications Inc.,  
Lynchburg, Va., US

(74) Vertreter:

Fleuchaus, L., Dipl.-Ing.; Lehmann, K., Dipl.-Ing.,  
81479 München; Wehsler, W., Dipl.-Ing., 30161  
Hannover; Gallo, W., Dipl.-Ing. (FH), Pat.-Anwälte,  
86152 Augsburg

(72) Erfinder:

Chennakeshu, Sandeep, Cary, N.C., US; Hladik,  
Stephen Michael, Albany, N.Y., US; Saulnier, Gary  
Jude, Rexford, N.Y., US; Koilpollai, Ravinder David,  
Cary, N.C., US; Toy, Raymon Leo, Cary, N.C., US

(54) Kombinations-Mehrwege-Empfänger für Mobil- und Innenbereich-Funkkanäle

(57) Ein Verfahren zum Bestimmen der Qualität eines Übertragungskanals aus einem Phasendifferenzwinkel zwischen einem empfangenen Signal und dem entsprechenden gesendeten Phasenwinkel verwendet die Bestimmung eines Signal/Stör-Verhältnisses (SIR) als einen Indikator für die Kanalstatusinformation (CSI). Eine Maximalwahrscheinlichkeit-Bewertungsprozedur wird zur Berechnung dieses CSI-Maßes als Funktion des Phasendifferenzwinkels zwischen dem empfangenen Signal und dem gesendeten Signal eingesetzt. Eine alternative Ausführungsform verwendet für einen Kanal mit Rayleigh-Fading-Verhalten eine Bewertung, welche eine gemittelte SIR-Information beinhaltet. Da die Kanalstatusinformation CSI von dem Phasenwinkel des Empfangssignals abgeleitet wird und keine Signalamplitudeninformation erfordert, ist diese für den Einsatz bei Differentialdetektoren, PLL-Schaltungen und in Verbindung mit schaltungsbedingt begrenzten Signalen interessant. Die Kanalstatusinformation CSI kann zur Nachdetektions-Mehrwegeselektion verwendet werden, indem das Signal von mehreren Antennen selektiert wird, welches den besten Wert des Signal/Stör-Verhältnisses SIR aufweist.

DE 44 29 525 A 1

## Beschreibung

## Querverweis auf verwandte Anmeldungen

5 Diese Anmeldung ist mit den U.S. Patentanmeldungen "Channel State Information From Received Signal Phase Angles" von S. Chennakeshu, R. Koilpillai and R. Toy, "Post Detection Weighted Vector Combining Diversity Receivers Using Phase Metrics for Mobile and Indoor Radio Channels" von S.M. Hladik, S. Chennakeshu und "Adaptive Phase-Locked Loop Employing Channel State Information From Received Signal Phase Angles" von S. Chennakeshu, R. Koilpillai and R. Toy, verwandt, die alle dem vorstehenden Anmelder übertragen sind und hiermit durch Bezugnahme beinhaltet sind.

## Hintergrund der Erfindung

## 15 1. Gebiet der Erfindung

Die vorliegende Erfindung betrifft im allgemeinen die Übertragung digitaler Informationen und insbesondere die Bewertung einer Kanalstatusinformation, die beim Dekodieren übertragener digitaler Daten eingesetzt wird.

## 20 2. Beschreibung des Stands der Technik

25 Digitale Informationen werden von einer Stelle zu einer anderen über einen Kanal übertragen. "Kanal" ist ein allgemeiner Begriff, der sich auf das Medium bezieht, über welches ein Signal übertragen wird. Der Kanal kann eine Funkübertragung, eine Übertragung in einem lokalen Netz (LAN), eine Telefonübertragung, usw. darstellen. In jedem Falle unterscheidet sich das empfangene Signal von dem gesendeten Signal aufgrund der Übertragungseffekte im Kanal. Bei den meisten digitalen Übertragungssystemen ist es wünschenswert, eine Kenntnis dieser Kanalinformation, die als Kanalstatusinformation (CSI - channel status information) bekannt ist, zu jedem Zeitpunkt zu besitzen, um die übertragene Information korrekt zu dekodieren.

30 Typischerweise wird die Kanalstatusinformation CSI unter Verwendung von Synchronisationssignalen abgeleitet, welche Tonsignale oder ein Satz senderseitig gesendeter Pilotsymbole sein können. Die Synchronisationssignale sind vorab festgelegt und im Empfänger gespeichert. Während der Übertragung vergleicht der Empfänger die gespeicherten Synchronisationssignale mit den empfangenen Signalen und bewertet die Kanalimpulsantwort (CIR — Channel Impulse response). Dieses kann mittels eines Ansatzes des gemittelten quadratischen Fehlers oder des kleinsten Fehlerquadrates durchgeführt werden.

35 Das empfangene Signal kann als ein Vektor mit einer Amplitudenkomponente und einem Phasenwinkel betrachtet werden. In vielen Anwendungen wird nur der Phasenwinkel des Empfangssignals zum Dekodieren des Signals verwendet, wie beispielsweise im Falle der Differentialdetektion. Der Grund für die Verwendung nur der Phasenwinkel liegt darin, daß der Empfänger vereinfacht werden kann. Weiterhin ist die Übertragung bei Verwendung der Differentialkodierung und -Detektion unempfindlicher gegenüber Schwund (Fading) und 40 Frequenzverschiebungen aufgrund des Dopplereffekts. In anderen Situationen kann das empfangene Signal schaltungsbedingt begrenzt sein, wobei die Amplitude auf einen maximalen Amplitudenwert begrenzt ist, und somit nur die Phasenwinkel des Empfangssignals zum Dekodieren zur Verfügung stehen. Das Übertragungssignal wird mit periodisch zwischen den Synchronisationssignalen eingeschobenen Nachrichtendaten gesendet. Daher muß bei der Abwesenheit bekannter Synchronisationssignale (Pilot- oder Tonsignale) die Kanalstatusinformation CSI aus der vorhergehenden CSI oder aus dem Empfangssignal direkt bestimmt werden.

45 Die CSI kann in einer Anzahl verschiedener Arten für die Verbesserung der Detektion des Sendesignals eingesetzt werden. Einige Beispiele sind:

## Nach-Detektion-Mehrwegeselektion bei Funkübertragung

50 Eine typische Implementation einer Nach-Detektion-Mehrwegeselektion (post- detection selection diversity) verwendet mehrere Antennen, die jeweils einem getrennten Empfangszweig zugeordnet sind. Die Daten werden in jedem Empfangszweig unabhängig demoduliert, um ein Ausgangssignal zu erzeugen. Die Kanalstatusinformation CSI jedes Ausgangssignals wird bestimmt und das Ausgangssignal mit dem besten CSI-Wert wird für die 55 Symboldekodierung verwendet. Die Entscheidung, welches der Empfängerausgangssignale dekodiert werden soll, kann von Symbol zu Symbol (auf Einzelsymbolbasis) getroffen werden.

## PLL-Adaptation

60 In einem kohärenten Übertragungssystem ist es üblich, eine Schaltung zu verwenden, welche Trägerfrequenzänderungen folgt und sich auf diese einstellt, die allgemein als phasensynchronisierte Schleife oder PLL-Schaltung (phase locked loop) bekannt ist. Die PLL-Schaltung führt Korrekturen auf der Basis eines erkannten Fehlers aus. Bei schlechter Kanalqualität werden nicht korrekte Aktualisierungssignale an die PLL-Schaltung weitergeleitet wodurch diese instabil werden kann. Dieses kann durch die Verwendung der CSI-Information zum Einstellen der PLL-Adaptation entsprechend den Kanalbedingungen verhindert werden. Ein ähnliches Argument gilt für PAL-Phaseneinstellschaltungen (phase adjustment loops) die in Dekodern nach dem Prinzip der Bestimmung der maximalen Folgenwahrscheinlichkeit (MLSE-Dekodern — maximum likelihood sequence estimation) eingesetzt werden, welche der Trägerphase folgen.

## Fehler/Lösch-Dekodierung

Die Fehler/Lösch-Dekodierung (Errors and Erasure decoding) wird typischerweise bei Vorwärts-Fehlerkorrekturverfahren eingesetzt. Jedes dekodierte Bit oder Symbol wird als gut oder korrupt identifiziert. Die korrupten Bits/Symbole werden als solche markiert. Ein gutes Bit/Symbol wird als solches dekodiert, während ein korruptes Bit/Symbol ignoriert wird. Das empfängerseitige redundante Fehlerkorrekturverfahren leitet ein Ersatzbit/Symbol für jedes korrupte Bit/Symbol aus den verbliebenen Bits/Symbolen ab. Wenn das korrupte Bit/Symbol bei der Dekodierung verwendet wird, kann ein Fehler gemacht werden, welcher wiederum weitere Fehler verursachen kann. Somit verbessert die Löschdekodierung die Bitfehlerrate (BER — bit error rate) beträchtlich. Zum Ausführen einer derartigen Löschdekodierung ist eine auf Einzelsymbolen beruhende Bewertung der Kanalstatusinformation CSI erforderlich.

Gegenwärtig gibt es einen Bedarf nach einem geeigneten Maß für die Kanalqualität (CSI) auf der Basis des Empfangssignal-Phasenwinkels.

## Zusammenfassung der Erfindung

Es werden über einen Kanal übertragene Signale empfangen, und die als Signal/Stör-Verhältnis (SIR — signal to impairment ratio) bezeichnete Kanalqualität für den Kanal bestimmt. Dieses Signal/Stör-Verhältnis SIR berücksichtigt nicht nur durch das durch das weiße Gaußsche Rauschen, sondern auch das durch die Intersymbolinterferenz, die Nachbarkanalinterferenz und die Zweitkanalinterferenz induzierte Datenrauschen. Ein momentanes und ein gemitteltes Signal/Stör-Verhältnis SIR wird aus Phasenwinkel des Empfangssignals unter Verwendung der Bewertungsprinzipien der maximalen Wahrscheinlichkeit ML (maximum likelihood) und der nachträglichen Maximumbewertung MAP (maximum a posteriori) bestimmt. Die SIR-Werte werden in einer Anzahl von Anwendungen verwendet. Sie sind insbesondere bei der Fehler/Lösch-Dekodierung, dem Nach-Dektion-Mehrwegeantennenverfahren und der Kohärenzdetection bei Verwendung von PLL-Schaltungen nützlich.

## Aufgaben der Erfindung

Es ist eine Aufgabe der vorliegenden Erfindung, ein Maß für die Bewertung der Kanalstatusinformation (CSI) bereitzustellen, das von den Phasenwinkeln des Empfangssignals abgeleitet werden kann.

Eine weitere Aufgabe der vorliegenden Erfindung ist das Bereitstellen eines Verfahrens zum Bestimmen der CSI, das keine Ton- oder Pilotsignale erfordert.

Noch eine weitere Aufgabe der vorliegenden Erfindung ist das Bereitstellen eines Verfahrens zum Bestimmen der CSI in Systemen, in denen nur die Phasenwinkel der Symbole zur Verfügung stehen, wie zum Beispiel in Systemen, die schaltungsbedingt begrenzte Signale verwenden, oder in Systemen, die Phasendetektoren verwenden.

## Kurze Beschreibung der Zeichnungen

Die für neu erachteten Merkmale der Erfindung werden im Detail in den beigefügten Patentansprüchen ausgeführt. Die Erfindung selbst kann jedoch, sowohl was ihren Aufbau und ihre Betriebsweise betrifft, zusammen mit weiteren Aufgaben und Vorteilen an besten unter Bezugnahme auf die nachstehende Beschreibung von Ausführungsformen in Verbindung mit den beigefügten Zeichnungen verstanden werden. Es stellen dar:

Fig. 1 ein vereinfachtes Blockschaltbild eines Nach-Dektion-Mehrwegeselektion-Demodulators mit zwei Demodulationszweigen, der eine erfindungsgemäße Bewertung des Signal/Stör-Verhältnisses einsetzt;

Fig. 2 ein vereinfachtes Blockschaltbild einer in einem Demodulator eingesetzten Phasensynchronisations-schleife (PLL-Schaltung) zweiter Ordnung mit Adoptionssteuerung, die eine erfindungsgemäße Bewertung des Signal/Stör-Verhältnisses einsetzt;

Fig. 3 ein vereinfachtes Blockschaltbild einer ersten Ausführungsform eines Demodulators, der die erfindungsgemäße Bewertung des Signal/Stör-Verhältnisses zum Fehler/Lösch-Dekodieren einsetzt; und

Fig. 4 ein vereinfachtes Blockschaltbild einer zweiten Ausführungsform eines Demodulators, der die erfindungsgemäße Bewertung des Signal/Stör-Verhältnisses zum Fehler/Lösch-Dekodieren einsetzt.

## Detaillierte Beschreibung der Erfindung

## Ableitung dem CSI-Maßes

Die zu übertragende digitale Information, Nachrichtendaten, werden kodiert und über einen Kanal zu einem Empfänger gesendet und nach dem Überlagerungsprinzip (Heterodynprinzip) in ein Basisbandsignal umgewandelt. Das empfangene Basisbandsignal wird in eine Folge empfangener Abtastwerte  $r_k$  abgetastet, welche dem k-ten Abtastzeitpunkt entsprechend wie folgt dargestellt werden können:

$$r_k = g_k e^{j\theta_k} + I_k e^{j\psi_k} + \eta_k \quad (1)$$

wobei  $g_k$  die Amplitude des gewünschten Signals und  $\Theta_k$  der entsprechende Phasenwinkel,  $I_k$  die zusammenge-

setzte Amplitude der Interferenzsignale,  $\psi_k$  der entsprechende Phasenwinkel des Interferenzsignals und  $\eta_k$  die Komponente der additiven weißen Gaußschen Rauschens (AWGN — additive white Gaussian noise) ist. Es wird angenommen, daß ein Abtastwert pro Symbol zum Bewerten der CSI ausreicht.

Aus Gleichung (1) ist ersichtlich, daß das Empfangssignal das gewünschte Signal und zwei Interferenzquellen, nämlich Datenrauschen von Interferenzsignalen und AWGN aufweist. Das Datenrauschen kann auftreten, wenn ein zuvor übertragenes Signal mit einem momentan übertragenen Signal interferiert, was als Intersymbolinterferenz (ISI) bekannt ist. Signale von geographisch nahe zum Empfänger gelegenen Sendern und Signale, die auf Frequenzen übertragen werden, die spektral nahe bei den Empfangsfrequenzen des Empfängers liegen, können eine zweite Quelle von Datenrauschen darstellen, die Nachbarkanalinterferenz (ACI — adjacent channel interference) bekannt ist. Eine dritte Quelle von Datenrauschen stammt von einem Sender, der auf derselben Frequenz, aber von einer Übertragungszelle aus sendet, die nicht zur vorliegenden Zelle benachbart ist. Dieses ist als Zweitkanalinterferenz (CCI — co-channel interference) bekannt.

Das Datenrauschen kann als komplexe Gaußsche Zufallsvariable mit einem Mittelwert von Null ähnlich dem AWGN angenommen werden. Dieses ist eine praxisgerechte Approximation, welche die Ableitung der CSI-Bewertung aus dem empfangenen Phasenwinkel erleichtert. Die Varianz des Datenrauschens und des AWGN werde zu  $2\sigma_D^2$  bzw.  $2\sigma_N^2$  angenommen.

Das Maß für CSI ist als das Verhältnis der momentanen Signalleistung  $g_k^2$  zur Varianz des Datenrauschens plus der Varianz der AWGN-Komponente wie folgt definiert:

$$20 \quad \text{CSI} = \gamma_k = \frac{g_k^2}{2(\sigma_D^2 + \sigma_N^2)} \quad (2)$$

wobei  $\gamma_k$  das momentane Signal/Stör-Verhältnis SIR ist. Das Signal/Stör-Verhältnis SIR ist ein besserer Indikator für die Kanalqualität als das Signal/Rausch-Verhältnis, da es auch den Einfluß des Datenrauschens berücksichtigt, welches eine Funktion des Kanals ist. Wenn keine Datenrauschen vorliegt (d. h. kein ISI, ACI oder CCI) dann reduziert sich die Gleichung (2) auf ein momentanes Signal/Rausch-Verhältnis.

Das verbleibende Problem ist die Bestimmung von  $\gamma_k$ , welches als Bewertung der Kanalstatusinformation CSI verwendet wird. Aus der Gleichung (1) ergibt sich der Phasenwinkel des Empfangssignals zu:

$$35 \quad \phi_k = \tan^{-1} \frac{g_k \sin \theta_k + I_k \sin \psi_k + \eta_{qk}}{g_k \cos \theta_k + I_k \cos \psi_k + \eta_{ik}} \quad (3)$$

wobei  $\eta_{ik}$  und  $\eta_{qk}$  die Gleichphasen- und die Quadraturkomponenten des AWGN sind, da nämlich  $\eta_k = \eta_{ik} + j\eta_{qk}$  gilt.

Wenn das Datenrauschen und das AWGN zu einer zusammengesetzten komplexen Gaußschen Rauschkomponente ( $\xi_{qk}, \xi_{ik}$ ) mit einem Mittelwert von Null und einer Varianz von  $2(\sigma_D^2 + \sigma_N^2)$  zusammengefaßt werden, kann diese wie folgt ausgedrückt werden:

$$45 \quad \phi_k = \tan^{-1} \frac{g_k \sin \theta_k + \xi_{qk}}{g_k \cos \theta_k + \xi_{ik}} \quad (4)$$

wobei  $\xi_{qk} = I_k \sin \psi_k + \eta_{qk}$  und  $\xi_{ik} = I_k \cos \psi_k + \eta_{ik}$  Gaußsche Zufallsvariable mit einem Mittelwert von Null und einer Varianz  $\sigma_D^2 + \sigma_N^2$  sind. Eine bedingte Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion, welche die Wahrscheinlichkeit des Empfangs eines Phasenwinkels  $\phi_k$  bei gegebenem  $\Theta_k$  und  $\gamma_k$  dargestellt, wird beschrieben durch:

$$55 \quad P(\phi_k | \theta_k, \gamma_k) = \frac{1}{2\pi} e^{-\gamma_k} \left[ 1 + \sqrt{4\pi\gamma_k} \cos(\theta_k - \phi_k) e^{\gamma_k \cos^2(\theta_k - \phi_k)} \right. \\ \left. \left\{ 1 - \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left[ \sqrt{\gamma_k} \cos(\theta_k - \phi_k) \right] \right\} \right] \quad (5a)$$

wobei "erfc" eine komplementäre Fehlerfunktion ist, die definiert ist durch:

$$\operatorname{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{\infty} e^{-t^2} dt \quad (5b)$$

5

Für  $\gamma_k \gg 1$  und  $|\Theta_k - \Phi_k| < \pi/2$  können die Gleichungen (5a) und (5b) angenähert werden durch:

$$P(\phi_k | \theta_k, \gamma_k) = \sqrt{\frac{\gamma_k}{\pi}} \cos(\theta_k - \phi_k) e^{-\gamma_k \sin^2(\theta_k - \phi_k)} \quad (6)$$

10

Die obige Approximation gilt für merkliche SIR-Werte ( $> 3\text{db}$ ) und für  $|\Theta_k - \Phi_k| < \pi/2$ . Eine Bewertung von  $\gamma_k$  oder der Kanalstatusinformation CSI kann nun durch Anwenden der Bestimmungsregel der maximalen Wahrscheinlichkeit (ML) erhalten werden, welche als eine Lösung der Gleichung der folgenden Gleichung ausgedrückt wird:

$$\frac{\partial}{\partial \gamma_k} \ln P(\phi_k | \theta_k, \gamma_k) = 0 \quad (7)$$

20

wobei ln den natürlichen Logarithmus bezeichnet. Das Einsetzen der Gleichung (6) in die Gleichung (7) und Lösen ergibt:

$$\hat{\gamma}_k^{\text{ML}} = \frac{1}{2 \sin^2(\theta_k - \phi_k)} \quad (8)$$

30

wobei  $\hat{\gamma}_k^{\text{ML}}$  eine ML-Bewertung des SIR,  $\gamma_k$  ist.

In vielen Fällen ist die von der Gleichung (8) gelieferte Bewertung zu rauschbehaftet und kann durch Mittelung über eine Anzahl momentaner Bewertungen verbessert werden. Diese Modifikation ist nur dann nützlich, wenn die Datenabtastwerte unabhängig sind. Mit der Annahme, daß die Rauschabtastwerte von Abtastwert zu Abtastwert voneinander unabhängig sind und daß der Kanal quasistationär ist, können dann N-Abtastwerte verwendet werden, um eine bessere ML-Bewertung als eine Lösung der folgenden Gleichung zu erhalten:

$$\frac{\partial}{\partial \gamma_k} \ln \prod_{k=1}^N P(\phi_k | \theta_k, \gamma_k) = 0 \quad (9)$$

45

In Gleichung (9) wurde angenommen, das Abtastwerte am selben Punkt in jedem Symbolintervall erforderlich und daß der Kanal stationär ist, weshalb  $\gamma_k$  unabhängig vom Index k und  $\gamma_k = \gamma$  ist. Nun ergibt die Lösung der Gleichung (9) unter Verwendung von Gleichung (6)

$$\hat{\gamma}^{\text{ML}} = \frac{1}{\frac{1}{N} \sum_{k=1}^N 2 \sin^2(\theta_k - \phi_k)} \quad (10)$$

55

Die durch Gleichung (10) gegebene Bewertung gilt nur, wenn der Kanal quasistationär ist und die Abtastwerte unabhängig sind. Dieses gilt typischerweise für einen Funkkanal eines tragbaren Gerätes im Innenbereich.

Für einen mit Rayleigh-Fading behafteten Kanal kann eine nachträgliche (a posteriori) Bewertung der Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion für  $\gamma_k$  durchgeführt werden. Eine alternative Bewertung, die eine "Maximum a priori"-MAP-Bestimmung ist, kann für den Ersatz der ML-Bestimmung verwendet werden, dieses jedoch nur für einen mit Rayleigh-Fading behafteten Kanal. Die MAP-Bewertung  $\hat{\gamma}^{\text{MAP}}$  ist durch eine Lösung der folgenden Gleichung wie folgt gegeben:

$$\frac{\partial}{\partial \gamma_k} \ln P(\phi_k | \theta_k, \gamma_k) + \frac{\partial}{\partial \gamma_k} \ln P(\gamma_k) = 0 \quad (11)$$

5

wobei die Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion  $P(\gamma_k)$  gegeben ist durch:

$$P(\gamma_k) = \frac{1}{\bar{\gamma}} e^{-\gamma_k/\bar{\gamma}} \quad (12)$$

15 wobei  $\bar{\gamma}$  das gemittelte Signal/Rausch-Verhältnis (SNR) ist, das durch herkömmliche Verfahren berechnet werden kann. Nun ergibt das Lösen der Gleichung (11) unter Verwendung der Gleichungen (6) und (12):

$$\hat{\gamma}_k^{\text{MAP}} = \frac{1}{2 \left[ \sin^2(\theta_k - \phi_k) + \frac{1}{\bar{\gamma}} \right]} \quad (13)$$

25 am k-ten Abtastpunkt.

Wiederum kann für den quasistationären Kanal mit unabhängigen Abtastpunkten eine zeitgemittelte Bewertung als Lösung der folgenden Gleichung wie folgt erhalten werden:

$$\frac{\partial}{\partial \gamma_k} \ln \prod_{k=1}^N P(\phi_k | \theta_k, \gamma) + N \frac{\partial}{\partial \gamma} \ln P(\gamma) = 0 \quad (14)$$

35 Das Lösen der Gleichung (14) mit den Gleichungen (6) und (12) ergibt:

$$\hat{\gamma}^{\text{MAP}} = \frac{1}{2 \left\{ \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \sin^2(\theta_k - \phi_k) + \frac{1}{\bar{\gamma}} \right\}} \quad (15)$$

45 Die Gleichungen (8), (10), (13) und (15) stellen 4 Maße dar, welche zum Bewerten des Signal/Stör-Verhältnisses SIR verwendet werden können, das als ein Indikator für die Signalqualität verwendet werden kann. Diese können mit einem Minimum-Schwellenwert verglichen werden oder die inversen SIR-Werte können mit einem Maximumwert zum Testen der Signalqualität verglichen werden. Der letztere Vergleich erfordert keine Division, welche der erstere erfordern würde, was weniger Berechnungen erfordert.

50 Ein geglättetes Maß kann wie folgt definiert werden:

$$\hat{\gamma}_k^{(s)} = \frac{\sum_{m=1}^k \lambda^{k-m} \hat{\gamma}_m}{\sum_{m=0}^{k-1} \lambda^m} \quad (16)$$

60 wobei  $\lambda$  ein Wert zwischen 0 und 1 ist und üblicherweise als ein Kompromiß zwischen der Glättung der rauschbehafteten Bewertung und der Fähigkeit schnellen Veränderungen der Kanalqualität oder des SIR-Wertes zu folgen gewählt wird. Dieser Wert kann wie folgt rekursiv berechnet werden:

65

$$\hat{\gamma}_k^{(s)} = \hat{\gamma}_{k-1}^{(s)} + \frac{1}{\rho_k} [\hat{\gamma}_k - \hat{\gamma}_{k-1}^{(s)}]$$

(17)

5

wobei  $\rho_k$  ist gegeben durch:

$$\rho_k = \lambda \rho_{k-1} + 1 \quad (18)$$

10

und  $\rho_0 = 0$ .Ein weiteres nützliches Maß ergibt die Wahl von  $\gamma$  als Medianwert eines Satzes von Bewertungen, der gegeben ist durch:

15

$$\hat{\gamma}^{\text{med}} = \text{median}\{\hat{\gamma}_1, \hat{\gamma}_2, \dots, \hat{\gamma}_N\}$$

(19)

wobei  $\hat{\gamma}_k, k = 1, 2, \dots, N$  aus den Gleichungen (8) oder (13) berechnet werden kann.Obwohl die Verwendung von  $\hat{\gamma}_k$  (des momentanen SIR-Wertes) für die Nach-Detektion-Mehrwegekombination (post detection diversity combining) eine Verbesserung in einem mit Fading behafteten Kanal im Vergleich zu einer bloßen Differentialdetektion erbringt, ist die Bewertung des momentanen SIR-Wertes rauschbehaftet. Die Leistungsfähigkeit der Nach-Detektion-Mehrwegeselektion kann durch Filtern des Selektionsmaßes mit Maßfiltern (metric filter) verbessert werden, wenn die rauschbehafteten Symbole von Symbol zu Symbol unabhängig sind und der Kanal über die Dauer einer Impulsantwort des Maßfilters quasistationär ist. Es wird angenommen, daß  $\hat{\gamma}_k$  der momentane SIR-Wert zum Zeitpunkt  $kT$  ist, wobei  $T$  das Symbolintervall und  $k$  eine ganzzahlige Variable ist. Dann kann ein einfacher gefiltertes Selektionsmaß wie folgt geschrieben werden:

20

$$\hat{\gamma}_k^{\text{ave}} = \sum_{i=k-L+1}^k h(i-k+L-1) \hat{\gamma}_i$$

(20)

30

wobei  $h(i)$  Koeffizienten der Impulsantwort eines Maßfilters und  $L$  die Länge der Impulsantwort in Symbolintervallen ist, die für die mittlere Fading-Dauer des Kanals gewählt wurde.Die Gleichung (20) stellt eine Kausalfilterung des Selektionsmaßes  $\hat{\gamma}_k$  dar. Wenn Signalabtastwerte und momentane SIR-Bewertungen in einem Speicher gespeichert werden, können die Selektionsmaße durch eine nicht-kausale Filterung geglättet werden. Dieses nicht-kausal gefilterte Maß kann wie folgt ausgedrückt werden:

35

$$\hat{\gamma}_k^{\text{ave(nc)}} = \sum_{i=k-M}^{k+N} h(i-k+M) \hat{\gamma}_i$$

(21)

45

wobei

$$M = \left\lfloor \frac{L}{2} \right\rfloor, \quad N = \left\lceil \frac{L-2}{2} \right\rceil,$$

50

55

und  $\lfloor x \rfloor$  eine Nächst-Untere-Ganzzahl-Funktion (floor function), welche den größten ganzzahligen Wert kleiner als  $x$  darstellt; und  $\lceil x \rceil$  eine Nächst-Obere-Ganzzahl-Funktion (ceiling function) ist, die einen kleinsten ganzzahligen Wert größer als  $x$  darstellt.

60

## Zusammenfassung der CSI-Maße

Maß 1: Momentan-ML-Bewertung:

65

$$\hat{\gamma}_k^{ML} = \frac{1}{2\sin^2(\theta_k - \phi_k)} \quad (22)$$

5

Maß 2: Gemittelte ML-Bewertung:

$$10 \quad \hat{\gamma}^{ML} = \frac{1}{\frac{1}{N} \sum_{k=1}^N 2 \sin^2(\theta_k - \phi_k)} \quad (23)$$

15

Maß 3: Momentan-MAP-Bewertung:

$$20 \quad \hat{\gamma}_k^{MAP} = \frac{1}{2 \left[ \sin^2(\theta_k - \phi_k) + \frac{1}{\bar{\gamma}} \right]} \quad (24)$$

25

Maß 4: Gemittelte MAP-Bewertung:

$$30 \quad \hat{\gamma}^{MAP} = \frac{1}{2 \left\{ \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \sin^2(\theta_k - \phi_k) + \frac{1}{\bar{\gamma}} \right\}} \quad (25)$$

35

Maß 5: Exponentiell geglättete Bewertung:

$$40 \quad \hat{\gamma}_k^{(s)} = \frac{\sum_{m=1}^k \lambda^{k-m} \hat{\gamma}_m}{\sum_{m=0}^{k-1} \lambda^m} \quad (26)$$

50 wobei  $\hat{\gamma}_k$  aus den Gleichungen (8) oder (13) berechnet werden kann. Das durch die Gleichung (26) beschriebene Maß kann für eine gewünschte Anzahl von Wiederholungen rekursiv berechnet werden, um eine geglättete SIR-Bewertung wie folgt zu erhalten:

$$55 \quad \hat{\gamma}_k^{(s)} = \hat{\gamma}_{k-1}^{(s)} + \frac{1}{\rho_k} [\hat{\gamma}_k - \hat{\gamma}_{k-1}^{(s)}] \quad (27a)$$

wobei  $\rho_k$  gegeben ist durch:

$$60 \quad \rho_k = \lambda \rho_{k-1} + 1 \quad (27b)$$

und  $\rho_0 = 0$ , und  $\lambda$  ein Wert zwischen 0 und 1 ist.

Maß 6: Median-Bewertung:

$$65 \quad \hat{\gamma}^{med} = \text{median}\{\hat{\gamma}_1, \hat{\gamma}_2, \dots, \hat{\gamma}_N\} \quad (28)$$

wobei  $\hat{\gamma}_k, k = 1, 2, \dots, N$  aus den Gleichungen (8) oder (13) berechnet werden kann.

Maß 7: Kausalfilterungs-Bewertung:

$$\hat{\gamma}_k^{\text{ave}} = \sum_{i=k-L+1}^k h(i-k+L-1)\hat{\gamma}_i \quad (29)$$

wobei  $h(i)$  Koeffizienten der Impulsantwort eines Maßfilters und  $L$  die Länge der Impulsantwort in Symbolintervallen ist, die für die mittlere Fading-Dauer des Kanals gewählt wurde.

Maß 8: Nicht-Kausalfilterungs-Bewertung:

$$\hat{\gamma}_k^{\text{ave(nc)}}[k] = \sum_{i=k-M}^{k+N} h(i-k+M)\hat{\gamma}_i \quad (30)$$

wobei

$$M = \left\lfloor \frac{L}{2} \right\rfloor, \quad N = \left\lceil \frac{L-2}{2} \right\rceil,$$

und  $\lfloor x \rfloor$  eine Nächst-Untere-Ganzzahl-Funktion (floor function), welche den größten ganzzahligen Wert kleiner als  $x$  darstellt; und  $\lceil x \rceil$  eine Nächst-Obere-Ganzzahl-Funktion (ceiling function) ist, die einen kleinsten ganzzahligen Wert größer als  $x$  darstellt.

#### Anwendung von CSI-Maßen

Die in den Gleichungen (22) bis (30) beschriebenen Maße können dazu verwendet werden, die Leistungsfähigkeit eines digitalen Funkempfängers in vielen Anwendungen, wie zum Beispiel den folgenden zu verbessern.

##### a. Nach-Detektion-Mehrwegeselektion

Fig. 1 stellt ein Schaltbild eines Digitalempfängers mit zwei Zweigen "a" und "b" dar, der die Nach-Detektion-Mehrwegeselektion einsetzt. Antennen 1a und 1b erfassen ein Funksignal, welches eine darin kodierte digitale Information aufweist. Eingangseinheiten 2a, 2b wandeln die von der Antenne 1a bzw. 1b erfaßten Signale in ein Zwischenfrequenzsignal und dann in ein Basisbandsignal um, welches abgetastet wird, um eine Folge von Abtastwerten  $r_{ik}^1$  und  $r_{ik}^2$  zu erzeugen. Phasendetektoren 3a, 3b detektieren eine Vielzahl von Phasenwinkeln  $\Phi_{ik}^1, \Phi_{ik}^2$  aus den Abtastwerten der Eingangseinheiten 2a bzw. 2b.

SIR-Berechnungseinheiten 4a, 4b bestimmen die SIR-Werte  $\hat{\gamma}^1, \hat{\gamma}^2$  unter Verwendung der Phasenwinkel  $\Phi_{ik}^1, \Phi_{ik}^2$  und der Symbolkonstellation-Phasenpunkte  $\{\Theta\}$ , die in einer geeigneten Speichereinrichtung, wie zum Beispiel in einem Nur-Lese-Speicher (ROM) 4c gespeichert sind, gemäß den Gleichungen (22) bis (30).

Eine Selektionslogikschaltung 5 vergleicht die von den SIR-Berechnungseinheiten bereitgestellten SIR-Maße  $\hat{\gamma}^1, \hat{\gamma}^2$  und veranlaßt eine Zweigselektionseinheit 6 den Empfängerzweig, mit einem Dekoder 7 zu verbinden. Der Dekoder 7 dekodiert dann den Phasenwinkel  $\Phi_{ik}^j$  in dekodierte Nachrichtenbits. Diese Selektion wird jeweils auf einer Einzelsymbolbasis ausgeführt. Anstelle der Verwendung einer Maximumwert-Entscheidungsregel für  $\hat{\gamma}^j$  kann die Selektionslogikeinheit 5 einen Minimumwert von  $1/\hat{\gamma}^j$  für Selektionsentscheidungen bezüglich des Empfangszweiges verwenden. Die letztere Regel vermeidet eine Divisionsoperation, wie es aus den Gleichungen (22) bis (30) ersichtlich ist.

Die SIR-Berechnungseinheiten 4a, 4b können ebenfalls Maßfiltereinheiten einsetzen, welche die SIR-Maße den Gleichungen (29) und (30) entsprechend filtern. Die Gleichungen (22), (24), (26), (29) und (30) beschreiben Maße, die am besten für einen Mobilfunkkanal geeignet sind, während die Gleichungen (23), (25), (26) und (28) Maße beschreiben, die am besten für Funkkanäle tragbarer Geräte in Innenbereichen geeignet sind.

Wenn die Gleichungen (22) oder (24) als Maß der Kanalqualität verwendet werden, kann die Maßberechnung wie folgt vereinfacht werden. Es wird die Annahme getroffen, daß  $\hat{\gamma}^1, \hat{\gamma}^2$  die bewerteten SIR-Werte für die Ausgangssignale aus den Phasendetektoren 3a bzw. 3b darstellen.

Der Vergleich von  $\hat{\gamma}_{ik}^1$  mit  $\hat{\gamma}_{ik}^2$  ist zu dem Vergleich von  $|\Theta_{ik}^1 - \Phi_{ik}^1|$  mit  $|\Theta_{ik}^2 - \Phi_{ik}^2|$  äquivalent, wobei  $\Theta_{ik}^1, \Phi_{ik}^1$  eine gesendete Symbolphase bzw. eine aus dem Phasendetektor 3a empfangene Symbolphase bezeichnen; und  $\Theta_{ik}^2, \Phi_{ik}^2$  eine gesendete Symbolphase bzw. eine aus dem Phasendetektor 3b empfangene Symbolphase bezeichnen.

## b. PLL-Adaptation

Herkömmliche Übertragungssysteme verwenden üblicherweise PLL-Schaltungen gemäß Darstellung in Fig. 2 zum automatischen Regeln der Frequenz (AFC) und für eine kohärente Demodulation. Eine PLL-Schaltung ist eine Bewertungseinrichtung für die Phase oder die Frequenz des Empfangssignals und verwendet eine Adaptionsprozedur des geschlossenen Regelkreises, um der Signalphase oder Frequenz zu folgen. Eine Antenne 6 empfängt ein Funksignal mit einer darin enthaltenen kodierten digitalen Information. Eine Eingangseinheit 8 setzt das Empfangssignal nach dem Heterodynprinzip in ein Basisbandsignal um, welches dann abgetastet wird. Ein Phasendetektor 10 extrahiert die Phasenwinkel  $\Phi_k$  aus den Basissignalabtastwerten. Ein Satz vorgegebener Phasenwinkel  $\Theta$  ist in einer Speichereinrichtung, wie zum Beispiel in einem Nur-Lese-Speicher (ROM) 12 gespeichert. Ein Summierer 14 kombiniert Phasenwinkel  $\Phi_k$  des Empfangssignals mit einem entsprechenden vorgegebenen Phasenwinkel  $\Theta_k$  und einem Rückkopplungssignal, um ein zu den Verstärkungseinheiten 20a, 20b geführtes Signal zu erzeugen. Die Summierer 18a, 18b und die Verzögerungseinheiten 16a, 16 sind gemäß Darstellung in Fig. 2 verbunden, um die Ausgangssignale der Verstärkungseinheiten 20a, 20b zum Erzeugen des Rückkopplungssignals zu nutzen und um eine PLL-Schaltung zu bilden. Die PLL-Schaltung erzeugt ein Frequenz-(Phasen)-Stellsignal  $\Delta\Phi$ , welches zum genaueren Einstellen der von einem Empfänger empfangenen Frequenz auf die Senderfrequenz verwendet wird. Eine SIR-Berechnungseinheit 22 berechnet die SIR-Werte  $\hat{\gamma}_k$  nach den Gleichungen (22) bis (30). Für diese Anwendung sind die Momentanbewertungen des Signal/Stör-Verhältnisses SIR zu rauschbehaftet, um zuverlässig zu sein, und deshalb werden die durch die Gleichungen (23), (25), (26) und (28) gegebenen Maße empfohlen. Unter schlechten Kanalbedingungen wird die PLL-Schaltung instabil, was zu einen sogenannten "Aufhängen" führt. Dieses kann dadurch gemildert werden, daß eine Adaptation der PLL-Schaltung während schlechter Kanalbedingungen, die durch die CIR-Bewertungen der Gleichungen (22) bis (30) bestimmt werden, nicht zugelassen wird. Während der Perioden schlechter Kanalzustände paßt die PLL-Schaltung ihre aktuelle Trägerfrequenzbewertung nicht an und "läuft frei". Eine Schleifenadaptations-Steuereinheit 24 überwacht den SIR-Wert  $\hat{\gamma}_k$ . Wenn der Wert von  $\hat{\gamma}_k$  unter einen vorgegebenen Schwellenwert fällt, werden die Schleifenschalter S1 und S2 geöffnet, wodurch die Schleife im offenen Zustand läuft und einen Frequenzkorrekturwert liefert, welcher der Frequenzbewertung vor dem Öffnen der Schalter S1 und S2 entspricht. Wenn der SIR-Wert  $\hat{\gamma}_k$  über einen vorgegebenen Schwellenwert ansteigt, werden die Schleifenschalter S1 und S2 geschlossen, was den Normalbetrieb der PLL-Schaltung ermöglicht.

30

## c. MLSE-Phasendekoder

Da von Anfang an bekannte Synchronisationssignale als Phasenwinkel übertragen werden, können sie mit entsprechenden empfangenen Symbolen während ihrer Übertragung verglichen werden, und die Maßwerte der Gleichungen (22)–(30) können wie vorstehend beschrieben verwendet werden. Bei einer nicht vorhandenen derartigen expliziten Kenntnis der übertragenen Phasenwinkel  $\Theta_k$  aus einem Satz von Symbolkonstellation-Phasenpunkten  $\{\Theta\}$  muß eine entscheidungsgerichtete Bewertung verwendet werden. Das heißt, es wird eine vorläufige Entscheidung anhand von  $\Theta_k$  verwendet, um den SIR-Wert  $\hat{\gamma}_k$  zu bestimmen. Die vorläufige Entscheidung anhand von  $\Theta_k$  wird unter Verwendung eines "Maximalwahrscheinlichkeits"-Kriteriums auf der Basis von  $|\Theta_k - \Phi_k|$  getroffen. Im Falle eines MLSE-Dekoders mit Bestimmung der maximalen Folgenwahrscheinlichkeit wird diese Bewertung durch die Bewertung des Maximalwahrscheinlichkeitspfades eines Entscheidungsbaums durchgeführt, entlang dem der Wert von  $\Theta_k$  am zuverlässigsten ist. Für einen Detektor auf Einzelsymbolbasis entspricht diese Bewertung der Verwendung des Wertes von  $|\Theta_k - \Phi_k|$ , das heißt, des kleinsten Wertes für jeden möglicherweise übertragenen Satz von Symbolkonstellation-Phasenpunkten  $\{\gamma\}$ .

Ein MLSE-Phasendekoder für QPSK-Signale kann unter Verwendung eines Viterbi-Algorithmus mit vier Zuständen unter Verwendung der Gleichung (5) als Verzweigungsmaß implementiert werden. Aus der Gleichung (5) ist ersichtlich, daß der SIR-Wert  $\hat{\gamma}_k$  bekannt sein muß, um das Verzweigungsmaß zu berechnen. Wenn ein fester Wert für  $\hat{\gamma}_k$  verwendet wird, ist die Implementation suboptimal und diese Realisierung ergibt einen schlechten BER-Wert. Somit ist es wichtig bei der Berechnung des Verzweigungsmaßes eine Bewertung von  $\hat{\gamma}_k$  zu verwenden. Dieses ist gleichbedeutend mit einem adaptiven Verzweigungsmaß, welches sich mit der Kanalqualität verändert.

Der MLSE-Phasendekoder ist ein kohärenter Dekoder und erfordert das Verfolgen der Signalphase. Dieses wird mittels einer PLL-Schaltung ausgeführt. Somit wird die PLL-Adaptation, wie vorstehend erwähnt, ebenfalls durch die Bewertung von  $\hat{\gamma}_k$  gesteuert.

Die von den Gleichungen (22), (26), (29) und (30) erzeugten Bewertungen werden für die Verwendung bei dem MLSE-Phasendekoder zum Berechnen des Verzweigungsmaßes und zur PLL-Adaptation bei Mobilfunkkanälen oder Funkkanälen von tragbaren Geräten im Innenbereich empfohlen.

## d. Fehler/Lösche-Dekodierung

60

Fig. 3 stellt ein vereinfachtes Blockschaltbild eines Systems dar, welches die Fehler/Lösche-Dekodierung einsetzt. Bei diesem System werden zu übertragende Daten, Nachrichtendaten, mit einem Fehlerkorrekturkodier kodiert, um eine Redundanz hinzuzufügen. Die kodierten Daten werden einer Folge von Symbolen  $\Theta_k$  zugewiesen, von denen jedes aus einem Satz von Signalkonstellationspunkten  $\{\Theta\}$  ausgewählt wird. Diese Symbole  $\Theta_k$  werden über einen Kanal übertragen. Das Empfangssignal wird von einer Eingangseinheit 27 verarbeitet, welche das Empfangssignal nach dem Heterodynprinzip umsetzt und in eine Folge von Abtastwerten  $r_k$  abtastet. Ein Phasendetektor 28 empfängt die Abtastwerte  $r_k$  und bestimmt die Phasenwinkel  $\Phi_k$  aus den Abtastwerten, welche in einem Puffer 31 gespeichert werden.

Ein Fehlerkorrekturdekoder 29 liest die Phasenwinkel  $\Phi_k$  aus dem Puffer 31 aus und dekodiert diese in einen Block von Symbolen oder Bits ("dekodeierte Nachrichtendaten"),  $e_k$ . Die dekodierten Nachrichtendaten  $e_k$  können im Korrekturdekoder 29 zwischengespeichert oder an einer anderen Stelle im Puffer 31 angeordnet werden.

Eine Berechnungseinheit 32 für das Signal/Stör-Verhältnis (SIR) bestimmt einen SIR-Wert  $\hat{\gamma}_k$  entweder aus den Phasenwinkeln  $\Phi_k$  entweder des Phasendetektors 28 oder des Puffers 31. Die SIR-Werte entsprechen den Nachrichtendaten  $e_k$  aus den Phasenwinkeln  $\Phi_k$ .

Eine Fehlerdetektionseinheit 35 empfängt die Nachrichtendaten  $e_k$  und bestimmt, ob der dekodierte Datenblock akzeptabel ist. Es gibt verschiedene Verfahren, um zu bestimmen, ob der Datenblock akzeptabel ist, wie zum Beispiel die Berechnung von Paritäts-Bits, oder den Abgleich des dekodierten Datenblocks mit einer Nachschlagetabelle gültiger Datenblöcke durch Berechnen eines Unterschiedsmaßes. Wenn der Block der dekodierten Nachrichtendaten akzeptabel ist, wird er an eine Ausgangseinheit 37 zur weiteren Verwendung weitergegeben.

Wenn der Block jedoch nicht akzeptabel ist, veranlaßt die Fehlerdetektionseinheit 35 eine Löschsteuereinheit 35 dazu, einen Phasenwinkel in dem Puffer, welcher noch nicht als der mit dem niedrigsten SIR-Wert  $\hat{\gamma}_k$  markiert ist, zu bestimmen und ihn als korrupt zu markieren. Der Fehlerkorrekturdekoder 29 dekodiert die Phasenwinkel  $\Phi_k$ , welche nicht markiert wurden, unter Ignorieren der markierten Phasenwinkel, in einen weiteren dekodierten Block von Nachrichtendaten. Der Korrekturdekoder 29 nutzt den Vorteil der im Kodierungsverfahren eingebauten Redundanz, um den Block der Nachrichtendaten mit einem Fehlerkorrekturverfahren zu bearbeiten, um verlorene Daten, die zu markierten Phasenwinkeln  $\Phi_k$  gehören, zu ersetzen. Der Datenblock wird dann nochmals von der Fehlerdetektionseinheit 35 darauf hin geprüft, um festzustellen, ob er akzeptabel ist. Wenn er akzeptabel ist, wird der Block der Nachrichtendaten an die Ausgangseinheit 37 weitergegeben; wenn er nicht akzeptabel ist, wird der einem niedrigsten SIR-Wert entsprechende Phasenwinkel, welcher noch nicht markiert ist, von der Löschsteuereinrichtung 33 als korrupt markiert, und die Bearbeitung wird mit allen Phasenwinkeln, welche markiert wurden, fortgesetzt, bis dieser Punkt von der Dekodierung ausgeschlossen wird. Es ist ein Grenzwert für die Anzahl von Symbolen gesetzt, welche von der Verarbeitung ausgeschlossen werden können. Dieser Grenzwert wird von dem Fehlerkorrekturvermögen des Kodes bestimmt. Wenn der Datenblock nicht akzeptabel ist, wenn diese Symbolanzahl ausgeschlossen wurde, kann eine andere Strategie eingesetzt werden.

In Fig. 4 ist eine zweite Ausführungsform dargestellt. Die Elemente 27, 28 und 32 arbeiten so wie es in der ersten Ausführungsform beschrieben wurde. Die SIR-Berechnungseinheit 32 empfängt die Phasenwinkel  $\Phi_k$  und bestimmt einen SIR-Wert  $\hat{\gamma}_k$ , welcher dem jeweiligen Phasenwinkel  $\Phi_k$  entspricht, und leitet den SIR-Wert an die Löschsteuereinheit 33 weiter. Die Löschsteuereinheit 33 markiert Phasenwinkel  $\Phi_k$  im Puffer 31, die zu Phasenwinkeln  $\Phi_k$  gehören, die eine SIR-Bewertung unter einem vorgegebenen Schwellenwert aufweisen. Der Korrekturdekoder 29 nutzt den Vorteil der im Kodierungsverfahren eingebauten Redundanz, um die Symbolphasenwinkel  $\Phi_k$  mit einem Fehlerkorrekturverfahren zu bearbeiten, um markierte Symbole zu ersetzen und die sich ergebenden Symbole wieder Nachrichtendaten zuzuweisen, welche an die Ausgangseinheit 37 geliefert werden.

Die von den Gleichungen (22) und (24) bereitgestellten Maße können in beiden Ausführungsformen dazu verwendet werden, um zu bestimmen, welche Symbole als korrupt für die Lösung markiert werden sollen, wobei der Schwellenwert aus den Gleichungen (26) und (28) selektiert wird. Die Löschdekodierung kann in Kanälen eingesetzt werden, welche eine Funkübertragung verwenden, indem die Antenne und die Eingangseinheit 27 weggelassen wird, und ein Anschluß direkt an die Datenleitung erfolgt.

#### e. Abtastzeitpunkt-Selektion

Eine weitere nützliche Anwendung der durch die Gleichungen (22) bis (30) gegebenen Maße ist die Abtastzeitpunkt-Selektion. Jedes Symbol eines abgetasteten Empfangssignals weist eine Anzahl von Abtastwerten auf. Die Aufgabe ist die Selektion eines Abtastindexes, welcher den SIR-Wert maximiert, und die Abtastwerte für jedes Symbol zu dekodieren, das zu dem gewählten Index gehört. Die Maße der Gleichungen (22) bis (30) können dazu verwendet werden, einen effektiven Abtastwert innerhalb jedes Symbols für den Zweck einer Dekodierung mit minimalen Fehler zu detektieren. Ein mittleres Maß wie zum Beispiel durch die Gleichungen (23), (25), (26), (29) und (30), das über mehrere Symbole akkumuliert wird, wird für diese Anwendung empfohlen.

Die vorliegende Erfindung erfordert die Kenntnis der gesendeten Signalphase  $\Theta_k$ . Dieses wird durch Einsatz einer der folgenden Schemata erreicht. Die Maße der Gleichungen (22) bis (30) bewerten das SIR in Termen der Differenz der absoluten Phasenwinkel zwischen dem gesendeten Signal ( $\Theta_k$ ) und dem empfangenen Signal ( $\Phi_k$ ). Das beruht darauf, daß die Gleichungen (5a) und (5b) in Termen dieser absoluten Phasendifferenz ausgedrückt sind. Die Gleichungen (5a) und (5b) können in Termen von Phasendifferenzwinkeln,  $\Delta\Theta_k = \Theta_k - \Theta_{k-1}$  und  $\Delta\Phi_k = \Phi_k - \Phi_{k-1}$ , die jeweils den gesendeten und empfangenen Phasendifferenzwinkeln des Signals entsprechen, geschrieben werden. Dieses ist eine Approximation, die durch die Vernachlässigung des Kreuzproduktes der Rauschtermen zwischen den Signalisierungsintervallen erreicht wird. Mit dieser Approximation können die Standard-ML-Bewertung und die MAP-Bewertung, wie vorstehend beschrieben und die Maße der Gleichungen (22) bis (30) in Termen von  $\Delta\Theta_k - \Delta\Phi_k$  anstelle von  $\Theta_k - \Phi_k$  geschrieben werden. Diese Modifikation ergibt ein SIR-Wert, der um 3 dB schlechter ist als bei einer Bewertung in Termen der absoluten Phasendifferenzen, da das Rauschen von zwei Symbolintervallen in der Berechnung der Phasendifferenzwinkel enthalten ist. Da jedoch die Maße der Gleichungen (22) bis (30) nur in einem relativen Sinn (Untereinandervergleich) verwendet werden, ist auch die Verwendung der Differenzwinkel für die SIR-Bewertung effektiv. Das modifizierte Maß bei Verwendung der Phasendifferenzwinkel kann in Differentialdetektoren direkt eingesetzt werden.

Die vorliegende Erfindung kann in mobilen und tragbaren Funkempfängern, die mit Innenbereich- und

Mobilfunkkanälen verwendet werden, dazu eingesetzt werden, die Nach-Detektion-Mehrwegeselektion mittels Differentialdetektion, Löschdekodierung, PLL-Adaptation (AFC), MLSE-Phasenentzerrung und Abtastzeitpunktbewertung auszuführen. Das technische Verfahren ist jedoch allgemein und kann in Funkempfängern für andere Kanäle und andere Anwendungen eingesetzt werden, bei denen eine Bewertung der CSI genutzt werden kann, um die Empfängerleistungsfähigkeit zu verbessern.

## 5 Patentansprüche

10 1. Verfahren zum Dekodieren von Nachrichtenbits, die als Symbolphasenwinkel aus einem Satz von Symbolkonstellation-Phasenpunkten  $\{\Theta\}$  in einem über einen Kanal übertragenen Signal übertragen werden, mit den Schritten:

- a) Empfangen des übertragenen Signals an mehreren Antennen "i";
- b) für jedes von einer Antenne "i" empfangene Signal:

15 i. Umwandeln des empfangenen Signals in ein Zwischenfrequenzsignal;

ii. Umwandeln des Zwischenfrequenzsignals in eine Folge von Basisbandsignalabtastwerten;

iii. Detektieren mehrerer Phasenwinkel  $\Phi_k^i$  aus den Abtastwerten;

iv. Bestimmen von Werten des Signal/Stör-Verhältnisses (SIR-Werte) aus den detektierten Phasenwinkeln  $\Phi_k^i$ ;

20 c) Bestimmen eines besten Signals mit einer besten Signalqualität aus den SIR-Werten; und

d) Dekodieren der detektierten Phasenwinkel  $\Phi_k^i$  aus dem besten Signal in Nachrichtenbits.

25 2. Verfahren zum Dekodieren von Nachrichtenbits nach Anspruch 1, bei dem die SIR-Werte  $\hat{\gamma}_k^{ML_i}$  aus den Phasenwinkeln  $\Phi_k^i$  gemäß:

$$\hat{\gamma}_k^{ML_i} = \frac{1}{\frac{1}{N} \sum_{k=1}^N 2 \sin^2(\theta_k - \phi_k^i)}$$

30 bestimmt werden, wobei  $\theta_k$  ein übertragener Phasenwinkel aus dem Satz von Symbolkonstellation-Phasenpunkten  $\{\Theta\}$  ist, welcher  $\Phi_k^i$  am nächsten liegt.

35 3. Verfahren zum Dekodieren von Nachrichtenbits nach Anspruch 1, bei dem die SIR-Werte  $\hat{\gamma}_k^{ML_i}$  aus Phasenwinkeln  $\Phi_k^i$  gemäß:

$$\hat{\gamma}_k^{MAP_i} = \frac{1}{2 \left[ \sin^2(\theta_k - \phi_k^i) + \frac{1}{\bar{\gamma}} \right]}$$

45 bestimmt werden, wobei  $\theta_k$  ein übertragener Phasenwinkel aus dem Satz von Symbolkonstellation-Phasenpunkten  $\{\Theta\}$  ist, welcher  $\phi_k^i$  am nächsten liegt, und N eine Anzahl von Symbolen ist, über welche der SIR-Wert gemittelt werden soll.

50 4. Verfahren zum Dekodieren von Nachrichtenbits nach Anspruch 1, bei dem die SIR-Werte  $\hat{\gamma}_k^{MAP_i}$  aus Phasenwinkeln  $\Phi_k^i$  gemäß:

$$\hat{\gamma}_k^{MAP_i} = \frac{1}{2 \left\{ \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \sin^2(\theta_k - \phi_k^i) + \frac{1}{\bar{\gamma}} \right\}}$$

55 bestimmt werden, wobei  $\theta_k$  ein übertragener Phasenwinkel aus dem Satz von Symbolkonstellation-Phasenpunkten  $\{\Theta\}$  ist, welcher  $\Phi_k^i$  am nächsten liegt, und  $\bar{\gamma}$  ein gemitteltes Signal/Rausch-Verhältnis ist.

60 5. Verfahren zum Dekodieren von Nachrichtenbits nach Anspruch 1, bei dem die SIR-Werte  $\hat{\gamma}_k^{MAP_i}$  aus Phasenwinkeln  $\Phi_k^i$  gemäß:

$$\hat{\gamma}_k^{MAP_i} = \frac{1}{2 \left\{ \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \sin^2(\theta_k - \phi_k^i) + \frac{1}{\bar{\gamma}} \right\}}$$

bestimmt werden, wobei  $\Theta_k$  ein übertragener Phasenwinkel aus dem Satz von Symbolkonstellation-Phasenpunkten  $\{\Theta\}$  ist, welcher  $\Phi'_k$  am nächsten liegt,  $\bar{\gamma}$  ein gemitteltes Signal/Rausch-Verhältnis ist und N eine Anzahl von Symbolen ist, über welche das SIR gemittelt werden soll.

6. Verfahren zum Dekodieren von Nachrichtenbits nach Anspruch 1, welches ferner vor dem Schritt zum Bestimmen eines besten Signals mit einer besten Signalqualität den Schritt des Filterns des SIR-Wertes  $\hat{\gamma}_i$  mit einem Maßfilter entsprechend der Gleichung:

$$\hat{\gamma}_k^{\text{ave}} = \sum_{i=k-L+1}^k h(i-k+L-1) \hat{\gamma}_i$$

5

10

aufweist, wobei  $h(i)$  Koeffizienten einer Impulsantwort des Maßfilters sind und L die Länge der Impulsantwort des Maßfilters in Symbolintervallen ist, die als gemittelte Fading-Dauer für den Kanal gewählt wurde, und bei dem der gefilterte SIR-Wert  $\hat{\gamma}_k^{\text{ave}}$  in den nachfolgenden Schritten anstelle des SIR-Wertes  $\hat{\gamma}_k$  verwendet wird.

7. Verfahren zum Dekodieren von Nachrichtenbits nach Anspruch 1, welches ferner vor dem Schritt zum Bestimmen eines besten Signals mit einer besten Signalqualität den Schritt des Filterns des SIR-Wertes  $\hat{\gamma}_i$  mit einem Maßfilter entsprechend der Gleichung:

15

20

$$\hat{\gamma}_k^{\text{ave(nc)}} = \sum_{i=k-M}^{k+N} h(i-k+M) \hat{\gamma}_i$$

25

aufweist, wobei

$$M = \left[ \begin{array}{c} L \\ - \\ 2 \end{array} \right], \quad N = \left[ \begin{array}{c} L-2 \\ 2 \end{array} \right],$$

30

und  $[x]$  eine Nächst-Untere-Ganzzahl-Funktion (floor function) ist, welche den größten ganzzahligen Wert kleiner als x darstellt, und  $[x]$  eine Nächst-Obere-Ganzzahl-Funktion (ceiling function) ist, die einen kleinsten ganzzahligen Wert größer als x darstellt,  $h(i)$  Koeffizienten einer Impulsantwort des Maßfilters sind und L die Länge der Impulsantwort des Maßfilters in Symbolintervallen ist, die als gemittelte Fading-Dauer für den Kanal gewählt wurde, und bei dem der gefilterte SIR-Wert  $\hat{\gamma}_k^{\text{ave(nc)}}$  in den nachfolgenden Schritten anstelle des SIR-Wertes  $\hat{\gamma}_k$  verwendet wird.

35

40

8. Verfahren zum Dekodieren von Nachrichtenbits nach Anspruch 1, bei dem der Schritt zum Bestimmen eines besten Signals mit einer besten Kanalqualität die Schritte des Vergleichs des SIR-Wertes mit einem Minimumschwellenwert aufweist, wobei ein SIR-Wert über dem Schwellenwert eine akzeptable Kanalqualität anzeigt, und ein nicht über dem Schwellenwert liegender SIR-Wert eine nicht akzeptable Kanalqualität anzeigt.

45

9. Verfahren zum Dekodieren von Nachrichtenbits nach Anspruch 1, bei dem der Schritt zum Bestimmen eines besten Signals mit einer besten Kanalqualität die Schritte des Vergleichs des SIR-Wertes mit einem Maximumschwellenwert aufweist, wobei ein inverser SIR-Wert unterhalb des Schwellenwertes eine akzeptable Kanalqualität anzeigt, und der nicht unterhalb des Schwellenwertes liegende SIR-Wert eine nicht akzeptable Kanalqualität anzeigt.

50

10. Verfahren zum Dekodieren von Nachrichtenbits nach den Ansprüchen 2, 3, 4 oder 5, bei dem Phasenwinkel  $\Phi_k$ ,  $\Theta_k$  Phasendifferenzwinkel sind, die durch  $\Phi_k = \Phi'_k - \Phi'_{k-1}$ ,  $\Theta_k = \Theta'_k - \Theta'_{k-1}$  definiert sind, wobei  $\Phi'_k$ ,  $\Theta'_k$  zum Zeitpunkt 'k' übertragene Absolutphasenwinkel sind, und  $\Phi'_{k-1}$ ,  $\Theta'_{k-1}$  zum Zeitpunkt 'k-1' übertragene Absolutphasenwinkel sind, welcher dem Zeitpunkt 'k' vorausgeht.

55

11. Selektionskombinationsempfänger zum Dekodieren von Nachrichtenbits, die als jeweils aus einem Satz von Symbolkonstellation-Phasenpunkten  $\{\Theta\}$  selektierte Symbolphasenwinkel in einem Signal über einen Kanal übertragen werden, mit:

a) mehreren Empfangszweigen, wobei jeder Empfangszweig aufweist:

60

- i. eine Antenne "i" für den Empfang des übertragenen Signals;
- ii. eine Eingangseinheit zum Umsetzen des Empfangssignals in ein Zwischenfrequenzsignal und zum Umwandeln des Zwischenfrequenzsignals in eine Folge von Basisbandsignalabtastwerten;
- iii. einen Phasendetektor zum Detektieren mehrerer Phasenwinkel  $\Phi'_k$  aus den Abtastwerten;
- iv. eine Signal/Stör-Verhältnis-(SIR)-Berechnungseinheit zum Bestimmen eines SIR-Wertes aus den detektierten Phasenwinkel  $\Phi'_k$ ;

65

- b) einem Dekoder, der die detektierten Phasenwinkel  $\Phi'_k$  in Nachrichtenbits dekodieren kann;
- c) einer Zweigselektionseinrichtung, die einen Empfangszweig mit dem Dekoder verbinden kann;
- d) einer Selektionslogikeinheit, die mit der Zweigselektionseinheit verbunden ist, um die Zweigselek-

66

**DE 44 29 525 A1**

tionseinheit zu veranlassen, den Dekoder mit dem Empfangszweig zu verbinden, der die beste anhand der SIR-Werte bestimmte Kanalqualität aufweist, was bewirkt, daß das Signal aus diesem Zweig dekodiert wird.

**5**

Hierzu 4 Seite(n) Zeichnungen

**10**

**15**

**20**

**25**

**30**

**35**

**40**

**45**

**50**

**55**

**60**

**65**

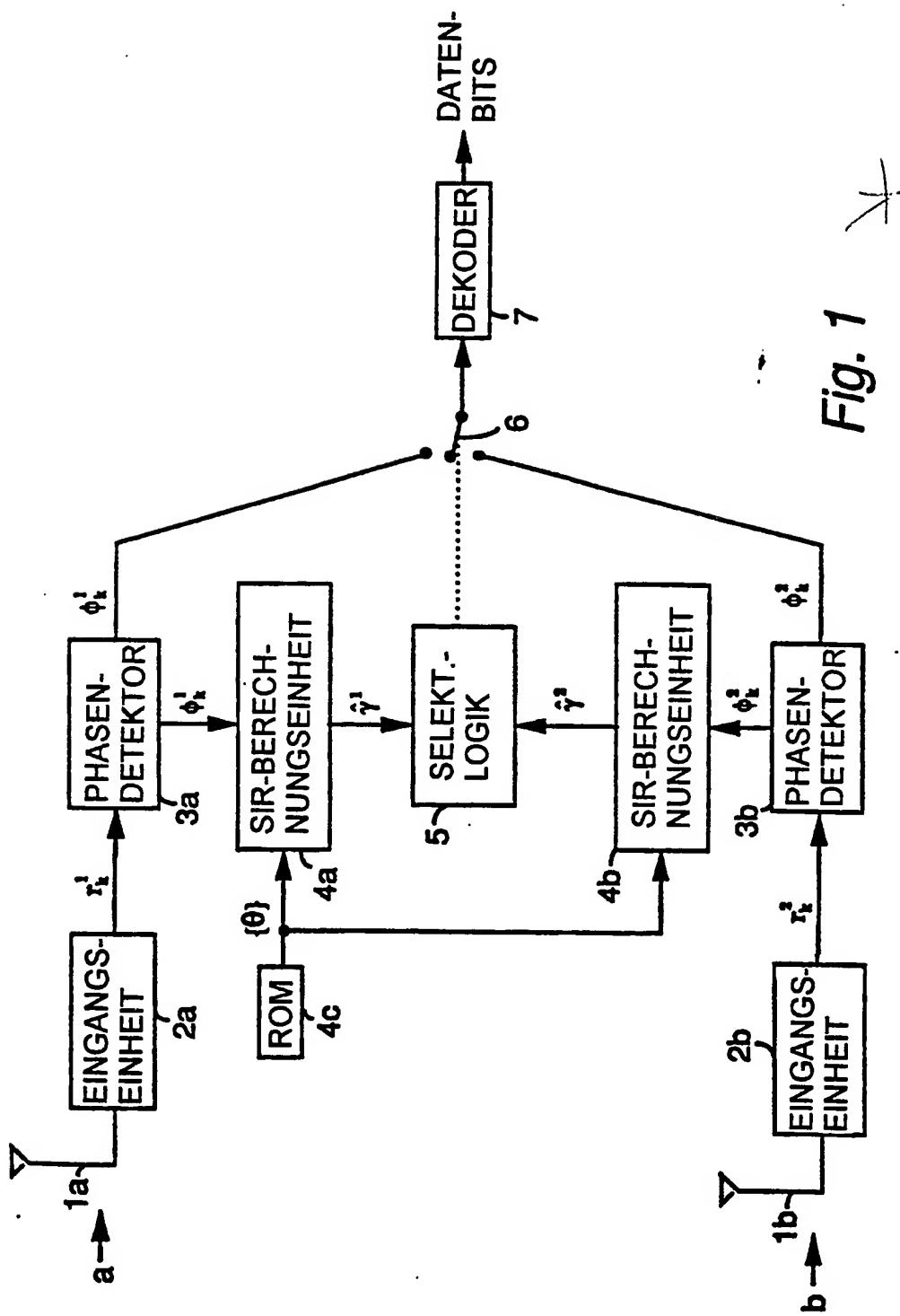


Fig. 1

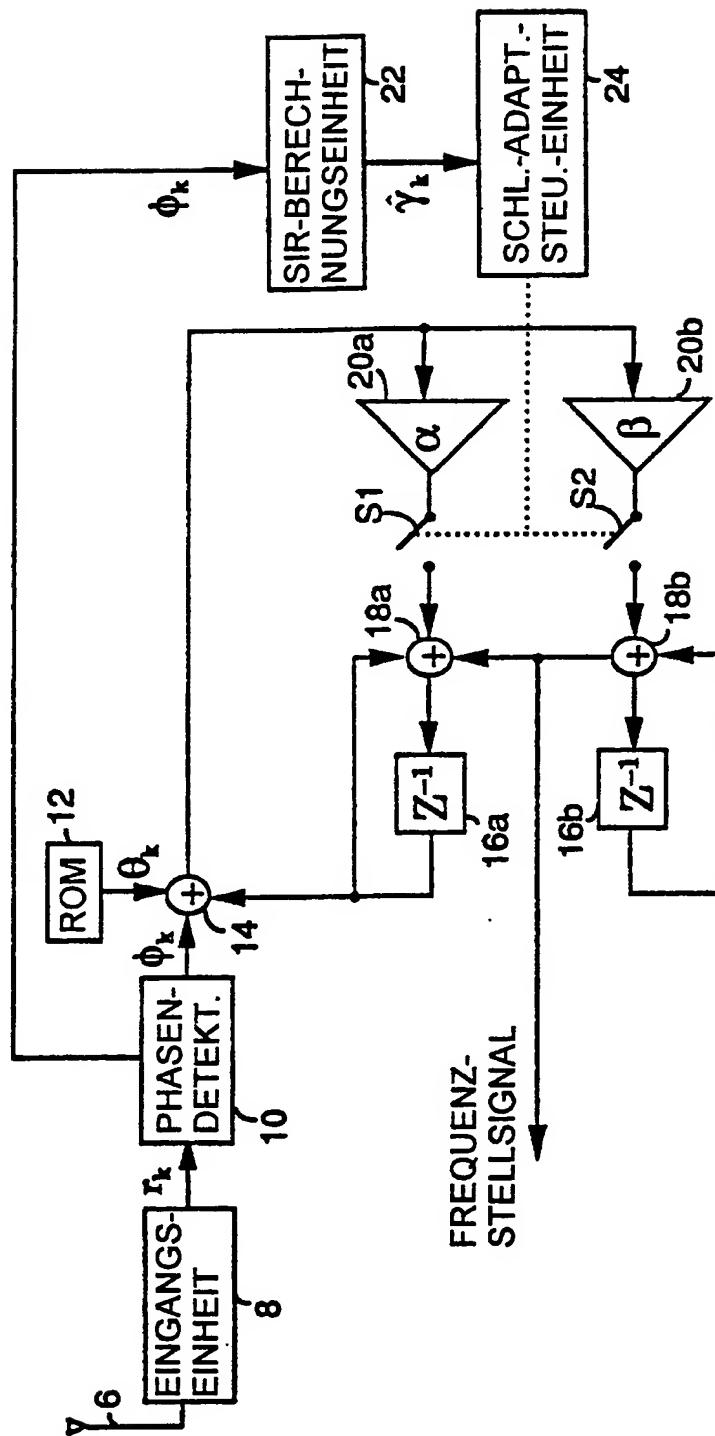


Fig. 2

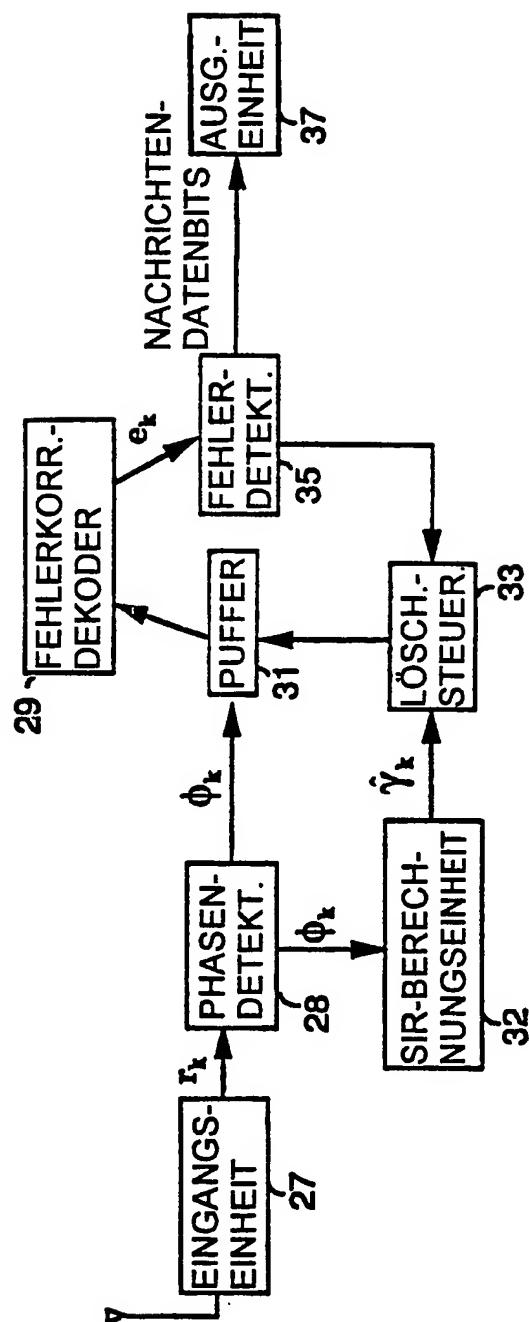


Fig. 3

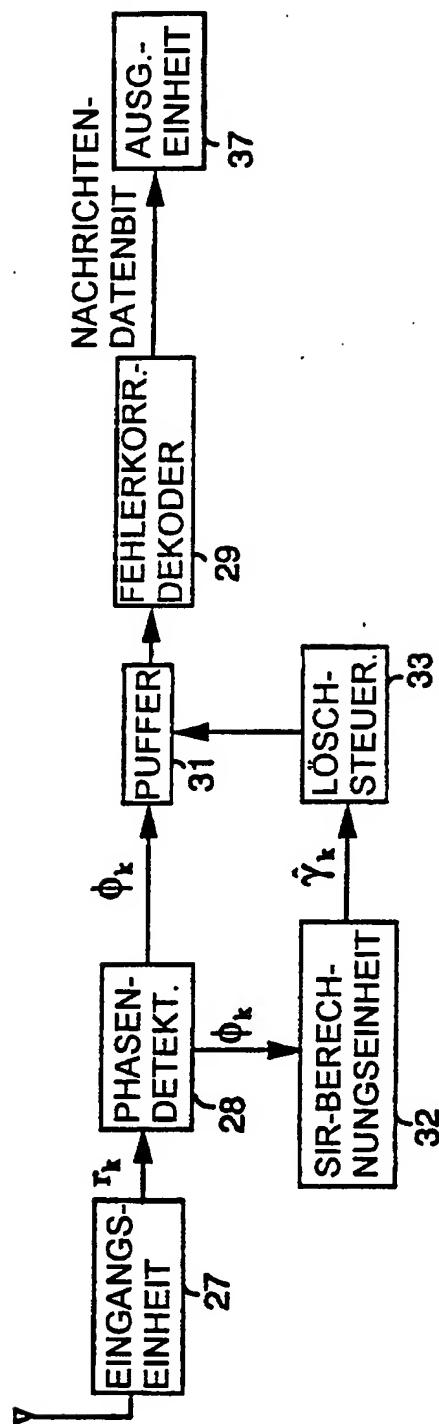


Fig. 4